

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平8-66099

(43)公開日 平成8年(1996)3月8日

(51) Int.Cl.⁸

識別記号

庁内整理番号

FI

技術表示箇所

H O 2 P 21/00

H02P 5/408

A

審査請求 未請求 請求項の数7 O.L (全 13 頁)

(21)出願番号 特願平6-191400

(22)出題日 平成6年(1994)8月15日

(71)出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72) 發明者 松浦 貞裕

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(72) 究明者 佐藤 繁

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

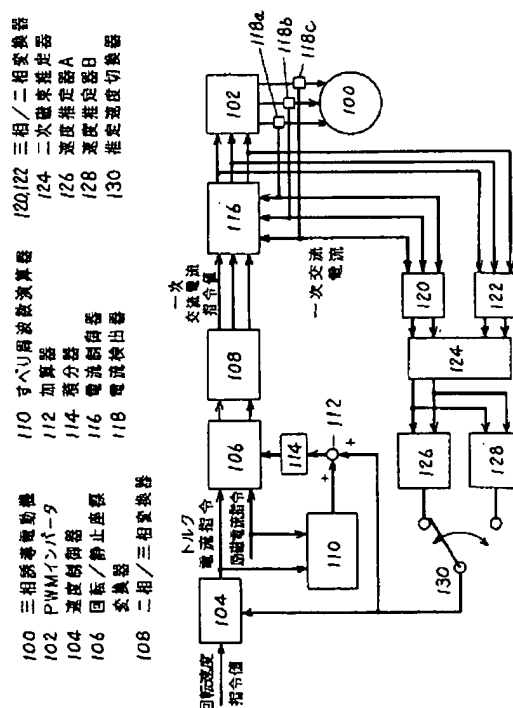
(74)代理人 弁理士 小鍛治 明 (外2名)

(54) 【発明の名称】 誘導電動機制御装置

(57) 【要約】

【目的】 常に精度よく回転速度を制御可能な、誘導電動機制御装置を提供する。

【構成】誘導電動機１００のｄ軸及びｑ軸二次磁束を推定する二次磁束推定器１２４を有しており、誘導電動機の回転速度を、ｄ軸一次電流とｄ軸二次磁束と誘導電動機固有の定数から算出した推定速度分子部Ａをｑ軸二次磁束で除算して推定する速度推定器Ａ１２６と、ｑ軸一次電流とｑ軸二次磁束と誘導電動機固有の定数から算出した推定速度分子部Ｂをｄ軸二次磁束で除算して推定する速度推定器Ｂ１２８とを、速度推定器１３０で切り替えて制御する誘導電動器制御装置である。



1

【特許請求の範囲】

【請求項1】三相誘導電動機の固定子に供給する一次交流電流群のトルク電流成分と励磁電流成分の各成分を独立に指令し、前記一次交流電流群の大きさと位相を変化させて前記三相誘導電動機の回転速度を制御する誘導電動機制御装置において、

前記一次交流電流群のそれぞれを測定あるいは推定する電流検出器と、前記電流検出器の出力を予め定めたd軸方向のd軸一次電流と、前記d軸方向との位相差が90度であるq軸方向のq軸一次電流との二相交流電流に変換するd-q軸電流変換器と、前記三相誘導電動機の回転子側の前記d軸方向のd軸二次磁束と前記q軸方向のq軸二次磁束を推定する二次磁束推定器を有しており、前記d軸一次電流と前記d軸二次磁束と前記三相誘導電動機固有の定数から推定速度分子部Aを算出し、前記推定速度分子部Aを前記q軸二次磁束で除算して前記三相誘導電動機の回転速度を推定する速度推定器Aと、前記q軸一次電流と前記q軸二次磁束と前記三相誘導電動機固有の定数から推定速度分子部Bを算出し、前記推定速度分子部Bを前記d軸二次磁束で除算して前記三相誘導電動機の回転速度を推定する速度推定器Bと、前記速度推定器Aと前記速度推定器Bとの出力値を切り換えて前記三相誘導電動機の回転速度と定める推定速度切換器と、

前記三相誘導電動機の指令速度と前記推定速度切換器の出力とを比較して前記トルク電流成分の大きさを变化させ、前記トルク電流成分の大きさと予め定めた前記励磁電流成分の大きさと前記推定速度切換器の出力から前記一次交流電流群のそれぞれの位相を変化させて前記三相誘導電動機の回転速度を制御する回転速度制御手段を具備していることを特徴とする誘導電動機制御装置。

【請求項2】推定速度切換器が、d軸二次磁束あるいはq軸二次磁束のどちらか一方の絶対値と予め定めた閾値を比較し、前記d軸二次磁束の絶対値が前記閾値より小さい場合は速度推定器Aの出力に切り換え、前記d軸二次磁束の絶対値が前記閾値より大きい場合は速度推定器Bの出力に切り換えて誘導電動機の回転速度と定めるか若しくは前記q軸二次磁束の絶対値が前記閾値より小さい場合は速度推定器Bの出力に切り換え、前記q軸二次磁束の絶対値が前記閾値より大きい場合は速度推定器Aの出力に切り換えて誘導電動機の回転速度と定めることを特徴とする請求項1記載の誘導電動機制御装置。

【請求項3】推定速度切換器が、d軸二次磁束の絶対値がq軸二次磁束の絶対値より小さい場合は速度推定器Aの出力に切り換え、d軸二次磁束の絶対値がq軸二次磁束の絶対値より大きい場合は速度推定器Bの出力に切り換えて誘導電動機の回転速度と定めることを特徴とする請求項1記載の誘導電動機制御装置。

【請求項4】推定速度切換器が、一次交流電流群の位相により速度推定器Aの出力と速度推定器Bの出力とを切

2

り換えて誘導電動機の回転速度と定めることを特徴とする請求項1記載の誘導電動機制御装置。

【請求項5】推定速度切換器が、d軸二次磁束及びq軸二次磁束の絶対値と予め定めた閾値を比較し、前記d軸二次磁束の絶対値及び前記q軸二次磁束の絶対値がともに前記閾値より小さい場合は、誘導電動機が停止しているという出力とすることを特徴とする請求項1記載の誘導電動機制御装置。

【請求項6】回転速度制御手段が、三相誘導電動機の指令速度と推定速度切換器の出力とを比較してトルク電流成分の指令値の大きさを变化させるトルク電流指令値生成手段と、前記トルク電流成分の指令値の大きさと予め定めた励磁電流成分の指令値の大きさと前記推定速度切換器の出力から一次交流電流群のそれぞれの指令値の位相を変化させる位相変換手段と、前記トルク電流成分の指令値の大きさと前記励磁電流成分の指令値の大きさと前記位相変換手段の出力から前記一次交流電流群のそれぞれの指令値を生成する一次電流指令値生成手段と、電流検出器のそれぞれの出力が前記一次電流指令値生成手段のそれぞれに対応する指令値に一致するように制御信号群を出力する電流制御手段とを有しており、

二次磁束推定器が、前記電流制御手段の制御信号群をd軸方向のd軸制御信号とq軸方向のq軸制御信号との二相の制御信号に変換するd-q軸制御信号変換器を有しており、d-q軸電流変換器の出力と、前記d-q軸制御信号変換器の出力と、三相誘導電動機固有の定数からd軸二次磁束とq軸二次磁束を推定することを特徴とする請求項1記載の誘導電動機制御装置。

【請求項7】回転速度制御手段が、三相誘導電動機の指令速度と推定速度切換器の出力とを比較してトルク電流成分の指令値の大きさを变化させるトルク電流指令値生成手段と、前記トルク電流成分の指令値の大きさと予め定めた励磁電流成分の指令値の大きさと前記推定速度切換器の出力から一次交流電流群のそれぞれの指令値の位相を変化させる位相変換手段と、前記トルク電流成分の指令値の大きさと前記励磁電流成分の指令値の大きさと前記位相変換手段の出力からd軸一次電流とq軸一次電流のそれぞれの指令値を生成するd-q軸電流指令値生成手段と、d-q軸電流変換器のそれぞれの出力が前記d-q軸電流指令値生成手段のそれぞれに対応する指令値に一致するようにd軸制御信号とq軸制御信号を出力する電流制御手段と、前記電流制御手段の出力を前記一次交流電流群を出力するそれぞれの一次交流電流出力器の制御信号に変換する制御信号分配手段を有しており、

二次磁束推定器が、d-q軸電流変換器の出力と、前記電流制御手段の出力と、三相誘導電動機固有の定数からd軸二次磁束とq軸二次磁束を推定することを特徴とする請求項1記載の誘導電動機制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は誘導電動機の回転速度を制御可能とする誘導電動機制御装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】誘導電動機は構造が簡単のため、安価で保守が容易である反面、制御性が悪いため、精密な位置・速度制御には不向きとされていたが、近年のエレクトロニクスの進歩に伴い、机上の理論であったベクトル制御が実現レベルとなり脚光を浴び始めている。

【0003】しかし、ベクトル制御で誘導電動機の回転速度制御を行おうとすると、エンコーダ等の速度センサが必要であり、従来の汎用インバータの置き換えは容易ではない。そこで、電流値等から誘導電動機の回転速度*

$$\begin{bmatrix} v_{1d} \\ v_{1q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + \left(L_1 - \frac{M^2}{L_2} \right) \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & R_1 + \left(L_1 - \frac{M^2}{L_2} \right) \frac{d}{dt} \\ -\frac{M}{L_2} R_2 & 0 \\ 0 & -\frac{M}{L_2} R_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ \psi_{2d} \\ \psi_{2q} \end{bmatrix} \quad *$$

*を推定する必要があった。

【0004】以下、従来の誘導電動機制御装置の一例について説明する。誘導電動機のベクトル制御方式における、誘導電動機の回転速度を推定する方式として、例えば、特開平1-214287号公報で示されている様に、誘導電動機の一次電流と一次電圧から二次磁束を求め、この二次磁束及び二次磁束の積分値に定数を乗じて回転速度を簡便に推定する方式があった。

【0005】また、二相モデルにおける誘導電動機の基礎式は次式の(数1)様に書ける。

【0006】

【数1】

$$\begin{bmatrix} \frac{M}{L_2} \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & \frac{M}{L_2} \frac{d}{dt} \\ \frac{R_2}{L_2} + \frac{d}{dt} & p\theta \\ -p\theta & \frac{R_2}{L_2} + \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ \psi_{2d} \\ \psi_{2q} \end{bmatrix} \quad *$$

【0007】ここで、 i_{1d} 、 i_{1q} はそれぞれ固定子側に流れる一次側のd軸及びq軸電流であり、 v_{1d} 、 v_{1q} はその電圧、 i_{2d} 、 i_{2q} はそれぞれ回転子側に流れる二次側のd軸及びq軸電流である。また、 R_j 、 L_j はそれぞれj次側の抵抗及びインダクタンス、 M は相互インダク

※タンス、 θ はモータの回転角度、 p は極対数である。この基礎式から、温度変化による変動が大きい二次抵抗 R_2 を排除して、

【0008】

【数2】

$$\omega_{\text{推定}} = \frac{(\psi_{1d} - L_1 i_{1d}) \frac{d}{dt} \psi_{2q} - (\psi_{1q} - L_1 i_{1q}) \frac{d}{dt} \psi_{2d}}{(\psi_{1d} - L_1 i_{1d}) \psi_{2d} + (\psi_{1q} - L_1 i_{1q}) \psi_{2q}}$$

【0009】という式から回転速度を推定する方式が知られており、二次抵抗の変化の影響もなく、理論的に回転速度を厳密に求めることが可能である。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、特開平1-214287号公報に記載の方式では、簡単な構造で実現可能であるが、乗ずる定数に依存したり、回転速度の推定精度が悪いといった問題点を有していた。

【0011】また、2つめの二次抵抗を排除する方式では(数2)の分母が0となる点で、推定回転速度が無限大となってしまうため、分母が0となる近傍で推定精度が著しく悪い上、フィルタ等を用いて平滑化すると応答性が悪くなるといった問題点を有していた。

【0012】

★【課題を解決するための手段】上記問題点を解決するために本発明の誘導電動機制御装置は、三相誘導電動機の固定子に供給する一次交流電流群のそれぞれを測定あるいは推定する電流検出器と、前記電流検出器の出力を予め定めたd軸方向のd軸一次電流と、前記d軸方向との位相差が90度であるq軸方向のq軸一次電流との二相交流電流に変換するdq軸電流変換器と、前記三相誘導電動機の回転子側の前記d軸方向のd軸二次磁束と前記q軸方向のq軸二次磁束を推定する二次磁束推定器を有しており、前記d軸一次電流と前記d軸二次磁束と前記三相誘導電動機固有の定数から推定速度分子部Aを算出し、前記推定速度分子部Aを前記q軸二次磁束で除算して前記三相誘導電動機の回転速度を推定する速度推定器

★50 Aと、前記q軸一次電流と前記q軸二次磁束と前記三相

5

誘導電動機固有の定数から推定速度分子部Bを算出し、前記推定速度分子部Bを前記d軸二次磁束で除算して前記三相誘導電動機の回転速度を推定する速度推定器Bと、前記速度推定器Aと前記速度推定器Bとの出力値を切り換えて前記三相誘導電動機の回転速度と定める推定速度切換器と、前記三相誘導電動機の指令速度と前記推定速度切換器の出力とを比較して前記トルク電流成分の大きさを变化させ、前記トルク電流成分の大きさと予め定めた前記励磁電流成分の大きさと前記推定速度切換器の出力から前記一次交流電流群のそれぞれの位相を变化

【0013】

【作用】本発明は上記した構成によって、フィルタ等も不要となり、常に精度よく誘導電動機の回転速度が制御可能で、かつ、応答性のよい誘導電動機制御装置を実現することができる。

【0014】

【実施例】以下本発明の実施例の誘導電動機制御装置について、図面を参照しながら説明する。

【0015】(第1実施例)図1は本発明の第1の実施例における誘導電動機制御装置の構成を示す全体図である。

【0016】図1において、100は三相誘導電動機、102はPWMインバータ、104は速度制御器、106は回転/静止座標変換器、108は二相/三相変換器、110はすべり周波数演算器、112は加算器、114は積分器、116は電流制御器、118a、118b、118cはそれぞれ電流検出器、120、122は*

$$I_{1q}^* = k_{r1} \int_0^t (\omega_m^* - \omega_{me}) dt - k_{rP} \omega_{me}$$

$$k_{r1} = [k_{r1} \quad k_{r2}]^T : \text{フィードバックゲイン}$$

【0025】のように与えると、回転速度推定値の推定精度が高ければ、誘導電動機の回転速度を回転速度指令値に追従させることが可能となり、任意の速度制御が可能となる。

【0026】そして、すべり周波数演算器110は、予め一定値に定めた励磁電流指令値 I_{1d}^* とトルク電流指令値 I_{1q}^* を用いて、すべり速度 ω_s を、

【0027】

【数5】

$$\omega_s = \frac{1}{T_2} \frac{I_{1q}^*}{I_{1d}^*} \quad \left(T_2 = \frac{L_2}{R_2} \right)$$

【0028】の関係式で計算する。このすべり速度 ω_s と誘導電動機の回転速度推定値 ω_{me} を加算器112で足しあわせ、積分器114で積分することにより、電氣的位相角 θ_0 が求められる。

【0029】更に回転/静止座標変換器106により、先ほどの励磁電流指令値 I_{1d}^* とトルク電流指令値 I_{1q}^* ※50

6

*三相/二相変換器、124は二次磁束推定器、126は速度推定器A、128は速度推定器B、130は推定速度切換器である。

【0017】図2は誘導電動機の二次磁束の時間変化を示す概念図である。図3は本発明の第1の実施例における速度推定器の切換方式を示す概念図である。

【0018】以上のように構成された誘導電動機制御装置について、以下図1、図2、図3を用いてその動作を説明する。

【0019】従来の誘導電動機制御装置と同様に、PWMインバータ102は電流制御器116からの制御信号である電圧指令値に従ったパルス幅の信号を三相誘導電動機100に供給する。

【0020】この時、三相誘導電動機100に供給された三相のそれぞれの一次交流電流 i_{1a} 、 i_{1b} 、 i_{1c} を電流検出器118a、118b、118cでそれぞれ検出する。ここで、一次交流電流を足しあわせると0、即ち、

【0021】

【数3】

$$i_{1a} + i_{1b} + i_{1c} = 0$$

【0022】という関係であるので、三相のうちのいずれか2つを検出し、残りの1つは検出した2つの電流値から計算してもよい。

【0023】次に速度制御器104は、誘導電動機の回転速度指令値 ω_m^* と誘導電動機の回転速度推定値 ω_{me} から、トルク電流指令値 I_{1q}^* を、例えば次式の、

【0024】

【数4】

※と電氣的位相角 θ_0 から、

【0030】

【数6】

$$\begin{bmatrix} i_{1d}^* \\ i_{1q}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_0 & -\sin \theta_0 \\ \sin \theta_0 & \cos \theta_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{1d}^* \\ I_{1q}^* \end{bmatrix}$$

40

【0031】に従い、位相差が90度の二相の一次交流電流指令値に変換される。その後、二相/三相変換器108により、

【0032】

【数7】

$$\begin{bmatrix} i_{1a}^* \\ i_{1b}^* \\ i_{1c}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d}^* \\ i_{1q}^* \end{bmatrix}$$

【0033】に従って三相の一次交流電流指令値

$$v_{1z} = k_i \int_0^t (i_{1z}^* - i_{1z}) dt - k_r \cdot i_{1z} \quad (z = a, b, c)$$

$k_r = [k_1 \quad k_2]^T$: フィードバックゲイン

【0036】という電圧指令値 v_{1z} ($z = a, b, c$) を出力する。これにより、誘導電動機に供給される一次交流電流が、望みの指令値にできるように制御できる。ここまでは、従来の速度センサ付きのベクトル制御装置と同じ構成である。

【0037】次に、誘導電動機の回転速度を推定する構成について説明する。三相／二相変換器120で、電流検出器118a、118b、118cの出力から、

【0038】

【数9】

$$\begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix}$$

【0039】で、二相の交流電流 i_{1d} 、 i_{1q} に変換し、三相／二相変換器122で、三相の電圧指令値 v_{1z} ($z = a, b, c$) から、

【0040】

【数10】

$$\begin{bmatrix} v_{1d} \\ v_{1q} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{1a} \\ v_{1b} \\ v_{1c} \end{bmatrix}$$

【0041】で、二相の交流電圧 v_{1d} 、 v_{1q} に変換し、これらの二相交流電流及び二相交流電圧から、二次磁束推定器124により、

【0042】

【数11】

$$\psi_{2d} = \frac{L_2}{M} \int_0^t (v_{1d} - R_1 \cdot i_{1d}) dt - \frac{L_1 L_2 - M^2}{M} i_{1d}$$

【0043】

【数12】

$$\psi_{2q} = \frac{L_2}{M} \int_0^t (v_{1q} - R_1 \cdot i_{1q}) dt - \frac{L_1 L_2 - M^2}{M} i_{1q}$$

(5)

8

* i_{1a}^* 、 i_{1b}^* 、 i_{1c}^* に変換される。更に、実際の一次交流電流がそれぞれこの一次交流電流指令値に追従する様に電流制御器116で電流フィードバック制御を行う。

【0034】これは、例えば、電流検出器118a、118b、118cの出力を用いて、

【0035】

【数8】

※【0044】に従って、二次磁束 ψ_{2d} 、 ψ_{2q} が推定できる。ここで、従来例と同様に、二相モデルにおける誘導電動機の基礎式(数1)から、誘導電動機の回転速度 ω_{ac} を推定する次の2つの式が求められる。

【0045】

【数13】

$$\omega_{ac} = \frac{1}{\psi_{2q}} \left(\frac{R_2}{L_2} M \cdot i_{1d} - \frac{R_2}{L_2} \psi_{2d} - \frac{d}{dt} \psi_{2d} \right)$$

【0046】

【数14】

$$\omega_{ac} = \frac{1}{\psi_{2d}} \left(-\frac{R_2}{L_2} M \cdot i_{1q} + \frac{R_2}{L_2} \psi_{2q} + \frac{d}{dt} \psi_{2q} \right)$$

【0047】これらの2つの式ともに、従来例と同様に分母が0となる場合があり、その近傍で推定精度が悪い。

【0048】しかし、(数13)の分母である二次磁束 ψ_{2q} と(数14)の分母である二次磁束 ψ_{2d} が両方も0になることは、誘導電動機に電流が全く流れていない場合すなわち停止している場合、あるいは速度制御をしていないフリーランの場合しかない。つまり誘導電動機が駆動されている場合は、二次磁束は図2のようになる。

【0049】そこで、速度推定器A126が(数13)に従って、まず分子に当たる推定速度分子部Aを算出し、これを分母である二次磁束 ψ_{2q} で除算して誘導電動機の回転速度を推定し、速度推定器B128が(数14)に従って、まず分子に当たる推定速度分子部Bを算出し、これを分母である二次磁束 ψ_{2d} で除算して誘導電動機の回転速度を推定し、推定速度切替器130により二次磁束 ψ_{2d} 、 ψ_{2q} の大きさを検査し、これらが0近傍でない方、即ち、分母が0近傍でない方を選択すれば、常に精度よく誘導電動機の回転速度を推定できることになる。

【0050】例えば、図3に示したように、二次磁束 ψ_{2d} の絶対値がある閾値より小さい場合は速度推定器Aの出力に切り換え、二次磁束 ψ_{2d} の絶対値が閾値より大きい場合は速度推定器Bの出力に切り換えて誘導電動機の回転速度と定めればよい。

※50 【0051】なお、ここでは二相／三相変換器108

で、三相の一次交流電流指令値を構成して、三相の一次交流電流と比較して、電流制御器116で、三相の一次交流電流をそれぞれ制御したが、電流検出器で検出した三相一次交流電流を三相／二相変換器で二相の一次交流電流とし、この二相電流と、二相／三相変換器108に入る前の二相の一次交流電流指令値と比較して電流制御を行い、その後二相の電圧指令値を二相／三相変換器で三相の電圧指令値として構成してもよい。

【0052】また、ここでは実際の電圧の代わりに電圧指令値を用いているが、これにより電圧を検出する電圧検出器が不要となる利点がある。

【0053】(第2実施例)次に、第1の実施例では、推定速度切換器が速度推定器を切り換える際に、二次磁束が0近傍かどうかを判断していたが、実際に0近傍かどうかを判断するために、適当な閾値を導入しなければならない。

【0054】しかし、目標とする回転速度指令値によりこの閾値を変動させる必要が生ずる可能性があるため、回転速度指令値が大きく変動する場合には更に工夫を要する。

【0055】そこで、誘導電動機の回転速度指令値が大きく変動しても、自動的に速度推定器を切り換えて、精度よく誘導電動機の回転速度を推定することを可能とする誘導電動機制御装置の発明について、実施例と共に説明する。

【0056】図4は、かかる実施例における誘導電動機制御装置の構成を示す全体図である。

【0057】図4において、100は三相誘導電動機、102はPWMインバータ、104は速度制御器、106は回転／静止座標変換器、108は二相／三相変換器、110はすべり周波数演算器、112は加算器、114は積分器、116は電流制御器、118a、118b、118cはそれぞれ電流検出器、120、122は三相／二相変換器、124は二次磁束推定器、126は速度推定器A、128は速度推定器Bである。

【0058】200、202は絶対値変換器、204は比較器、206は推定速度切換器である。また、図5は本実施例における速度推定器の切換方式を示す概念図である。以上のように構成された誘導電動機制御装置について、以下図4、図5を用いてその動作を説明する。

【0059】第1の実施例の誘導電動機制御装置と同様に、速度制御器114、回転／静止座標変換器106、二相／三相変換器108、すべり周波数演算器110、電流制御器116の動作は、従来の速度センサ付きベクトル制御装置と同じであり、三相／二相変換器120、122及び二次磁束推定器124の動作も第1の実施例と同様である。

【0060】第1の実施例では、回転速度切換器が、単に二次磁束の大きさが0近傍でない方を選択していたが、本実施例では、まず、二次磁束推定器124からの

出力である二次磁束 ψ_{2d} 、 ψ_{2q} を、それぞれ絶対値変換器200、202で絶対値に変換し、比較器204でどちらが大きいかを検査する。

【0061】そして、図5に示したように、

【0062】

【数15】

$$|\psi_{2d}| < |\psi_{2q}|$$

【0063】の場合は、回転速度切換器206が、速度推定器A126を選択して実行させ、

【0064】

【数16】

$$|\psi_{2d}| \geq |\psi_{2q}|$$

【0065】の場合は、回転速度切換器206が、速度推定器B128を選択して実行させて速度推定時に0で割ることを回避することにより、精度の良い回転速度推定を容易に実現可能となる。

【0066】(第3実施例)次に、第1及び第2の実施例では、二次磁束の絶対値の大きさを速度推定器を切り換えていた。

20 【0067】本発明の第3の実施例として、二次磁束の大きさではなく、一次交流電流の電氣的位相角から速度推定器を切り換えることを可能とする誘導電動機制御装置を提供する。

【0068】以下本発明の第3の実施例の誘導電動機制御装置について、図面を参照しながら説明する。

【0069】図6は本実施例における誘導電動機制御装置の構成を示す全体図である。図6において、100は三相誘導電動機、102はPWMインバータ、104は速度制御器、106は回転／静止座標変換器、108は二相／三相変換器、110はすべり周波数演算器、112は加算器、114は積分器、116は電流制御器、118a、118b、118cはそれぞれ電流検出器、120、122は三相／二相変換器、124は二次磁束推定器、126は速度推定器A、128は速度推定器Bである。

【0070】300は位相検査器、302は推定速度切換器である。また、図7は本実施例における速度推定器の切換方式を示す概念図である。

40 【0071】以上のように構成された誘導電動機制御装置について、以下図6、図7を用いてその動作を説明する。

【0072】第1の実施例の誘導電動機制御装置と同様に、速度制御器104、回転／静止座標変換器106、二相／三相変換器108、すべり周波数演算器110、電流制御器116の動作は、従来の速度センサ付きベクトル制御装置と同じであり、三相／二相変換器120、122及び二次磁束推定器124の動作も第1の実施例と同様である。

【0073】第1及び第2の実施例では、二次磁束の大きさを速度推定器を切り換えていたが、二次磁束は、

11

【0074】

【数17】

$$\phi_{2s} = M \cdot I_{1s} \cdot \cos(\theta_0)$$

【0075】

【数18】

$$\phi_{2s} = M \cdot I_{1s} \cdot \sin(\theta_0) \quad *$$

$$(1/4 + 2n)\pi \leq \theta_0 < (3/4 + 2n)\pi$$

$$(5/4 + 2n)\pi \leq \theta_0 < (7/4 + 2n)\pi \quad (n: \text{整数})$$

【0078】の場合は、回転速度切換器302により、
速度推定器A126を選択して実行させ、

$$2n\pi \leq \theta_0 < (1/4 + 2n)\pi$$

$$(3/4 + 2n)\pi \leq \theta_0 < (5/4 + 2n)\pi$$

$$(7/4 + 2n)\pi \leq \theta_0 < 2(n+1)\pi \quad (n: \text{整数})$$

【0080】の場合は、回転速度切換器302により、
速度推定器B128を選択して実行させて速度推定時に
0で割ることを回避させる。これにより、精度の良い回
転速度推定を容易に実現可能となる。

【0081】(第4実施例)次に、第1及び第2及び第
3の実施例では、誘導電動機が停止状態から始動する際
に、二次磁束 ψ_{2d} 、 ψ_{2q} がともに0近傍であり、速度推
定器の推定精度が悪い。

【0082】そこで、誘導電動機の始動時に速度推定器
から誤信号を出力せず、精度よく誘導電動機の回転速度
を推定することを可能とする本願発明の誘導電動機制御
装置について、実施例と共に説明する。

【0083】図8は本実施例における誘導電動機制御装
置の構成を示す全体図である。図8において、100は
三相誘導電動機、102はPWMインバータ、104は
速度制御器、106は回転/静止座標変換器、108は
二相/三相変換器、110はすべり周波数演算器、11
2は加算器、114は積分器、116は電流制御器、1
18a、118b、118cはそれぞれ電流検出器、1
20、122は三相/二相変換器、124は二次磁束推
定器、126は速度推定器A、128は速度推定器Bで
ある。

【0084】400、402は絶対値比較器、404は
停止判断器、406は推定速度切換器である。

【0085】図9は誘導電動機が停止時から駆動するま
での二次磁束の時間変化を示す概念図である。

【0086】以上のように構成された誘導電動機制御装
置について、以下図8、図9を用いてその動作を説明す
る。

【0087】第1の実施例の誘導電動機制御装置と同様
に、速度制御器104、回転/静止座標変換器106、
二相/三相変換器108、すべり周波数演算器110、
電流制御器116の動作は、従来の速度センサ付きベク
トル制御装置と同じであり、三相/二相変換器120、
122及び二次磁束推定器124、速度推定器A12
6、速度推定器B128の動作も第1の実施例と同様で★50

12

*【0076】という関係があるので、位相検査器300
が積分器114の出力を検査し、例えば、図7に示した
ように、

【0077】

【数19】

※【0079】

※10【数20】

★ある。

【0088】本実施例では、(数13)の分母である二
次磁束 ψ_{2q} と(数14)の分母である二次磁束 ψ_{2d} が両
方とも0になることは、図9に示したように、誘導電動
機に電流が全く流れていない場合すなわち停止している
場合、あるいは速度制御を行っていないフリーランの場
合しかないので、絶対値比較器400及び402で、そ
れぞれ二次磁束 ψ_{2d} 、 ψ_{2q} の絶対値と予め定めた正の値
である適当な閾値 L と比較し、

【0089】

【数21】

$$|\phi_{2s}| < L$$

【0090】かつ、

【0091】

【数22】

$$|\phi_{2s}| < L$$

【0092】の場合で、誘導電動機を駆動開始する際に
は、停止判断器404が誘導電動機の回転速度は0であ
る即ち停止していると判断し、推定速度切換器406に
より回転速度が0となるよう切り換える。

【0093】これにより、誘導電動機が停止状態から始
動する際にでも、速度推定器からの誤信号を伝えること
がなくなり、安定した速度制御が可能となる。

【0094】

【発明の効果】以上のように本発明によれば、常に精度
よく誘導電動機の回転速度が制御可能で、かつ、応答性
のよい誘導電動機制御装置を実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施例における誘導電動機制御
装置の構成を示す全体図

【図2】誘導電動機の二次磁束の時間変化を示す概念図

【図3】図1に示す実施例における速度推定器の切換方
式を示す概念図

【図4】本発明の第2の実施例における誘導電動機制御
装置の構成を示す全体図

【図5】同実施例における速度推定器の切換方式を示す

13

概念図

【図6】本発明の第3の実施例における誘導電動機制御装置の構成を示す全体図

【図7】同実施例における速度推定器の切換方式を示す概念図

【図8】本発明の第4の実施例における誘導電動機制御装置の構成を示す全体図

【図9】誘導電動機が停止時から駆動するまでの二次磁束の時間変化を示す概念図

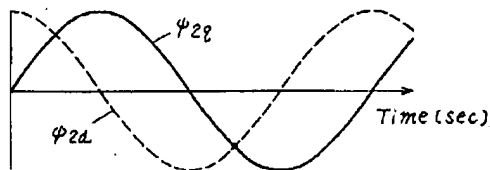
【符号の説明】

100 三相誘導電動機
102 PWMインバータ
104 速度制御器
106 回転／静止座標変換器
108 二相／三相変換器
110 すべり周波数演算器
112 加算器
114 積分器
116 電流制御器

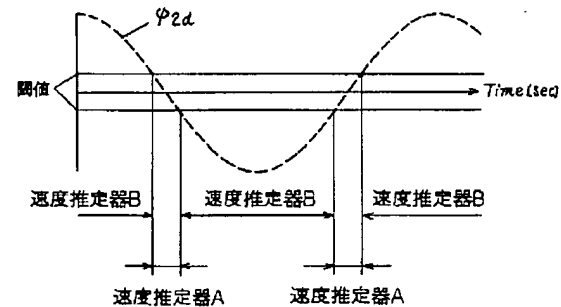
14

118a 電流検出器
118b 電流検出器
118c 電流検出器
120 三相／二相変換器
122 三相／二相変換器
124 二次磁束推定器
126 速度推定器A
128 速度推定器B
130 推定速度切換器
10 200 絶対値変換器
202 絶対値変換器
204 比較器
206 推定速度切換器
300 位相検査器
302 推定速度切換器
400 絶対値比較器
402 絶対値比較器
404 停止判断器
406 推定速度切換器

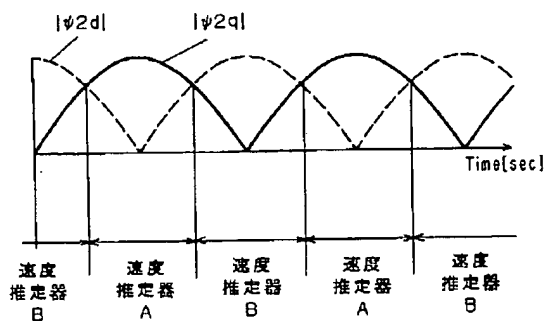
【図2】



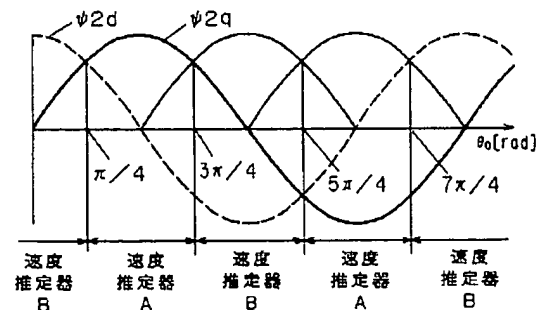
【図3】



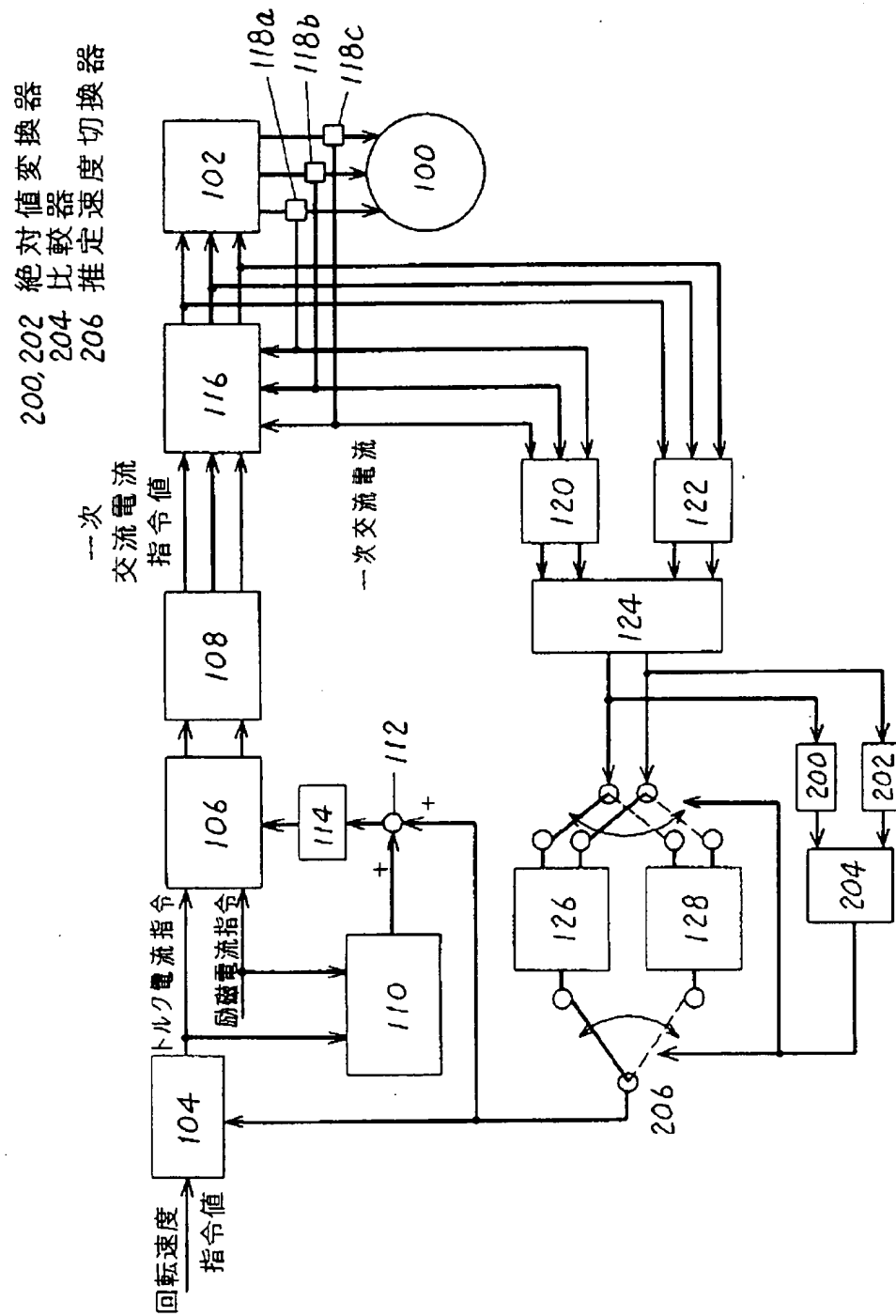
【図5】



【図7】

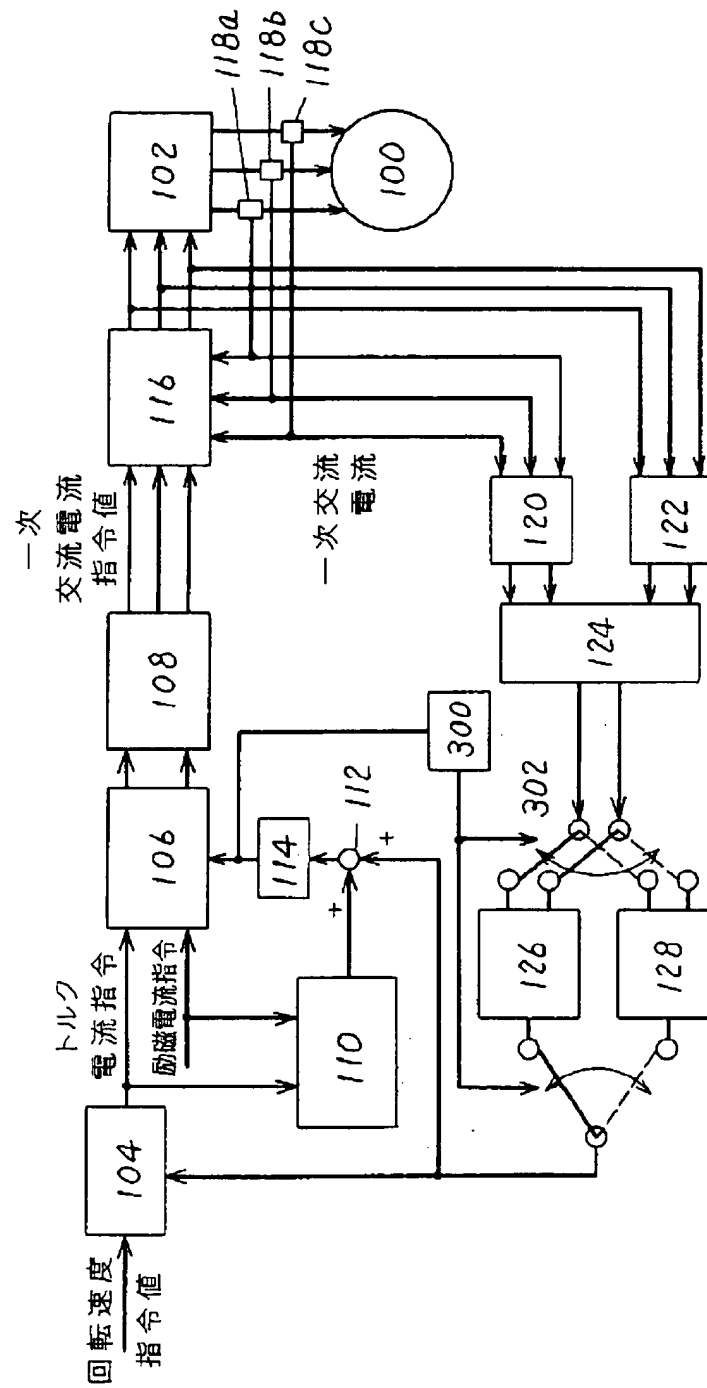


【図4】

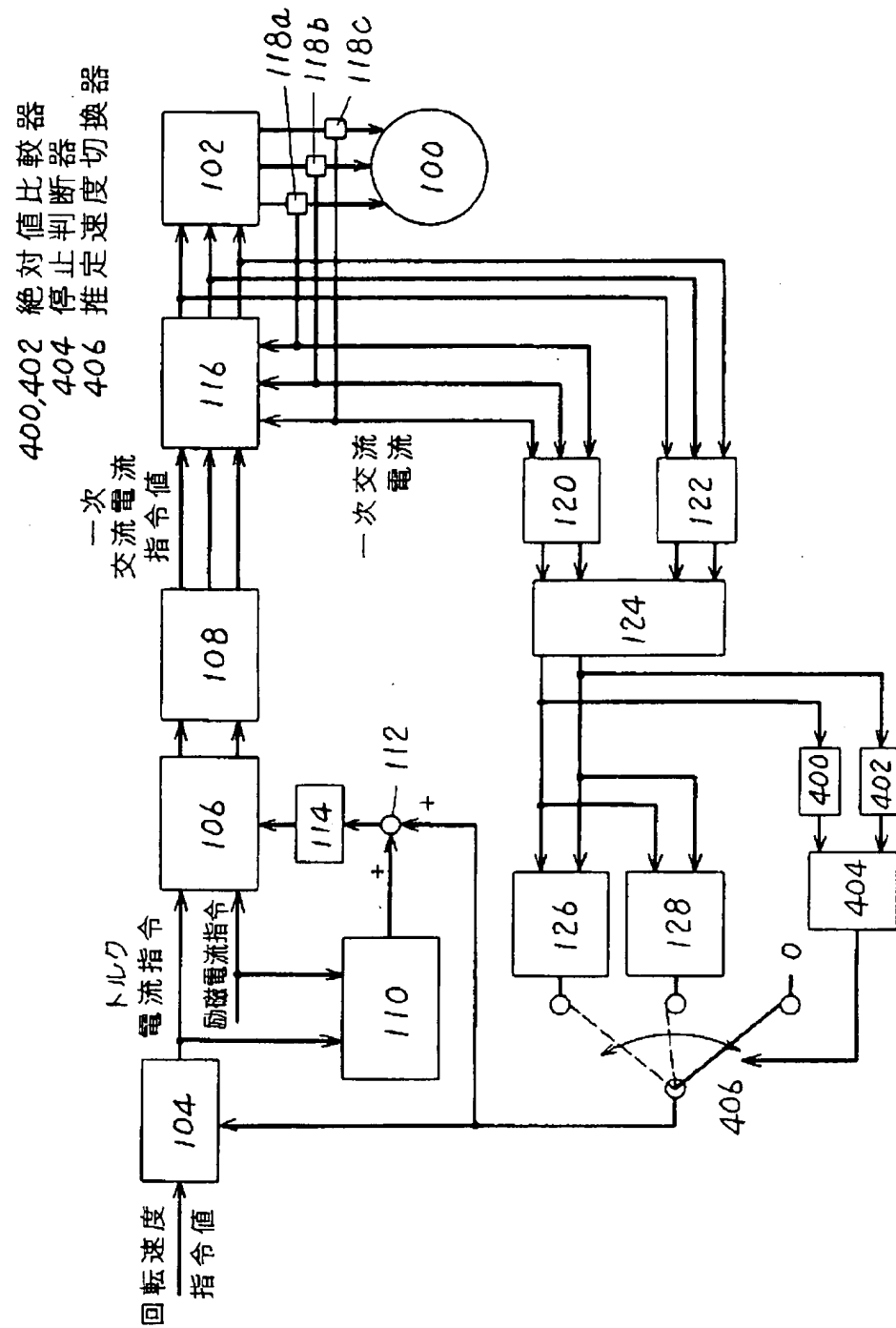


【図6】

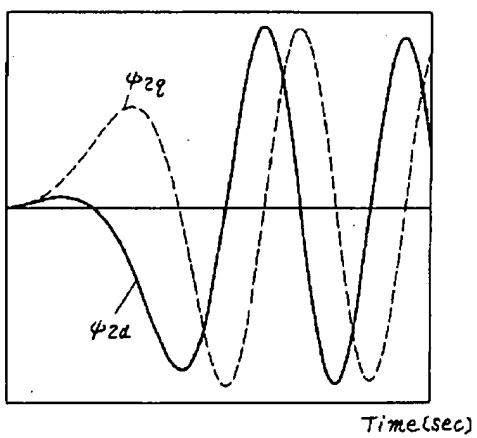
300 位相検査器
302 推定速度切換器



【図8】



【図9】



DERWENT-ACC-NO: 1996-195200

DERWENT-WEEK: 200126

COPYRIGHT 2005 DERWENT INFORMATION LTD

TITLE: Induction motor controller - has rotational-speed controller that changes each phase of primary AC current group based on size of torque current component and exciting current component, and on presumed speed switch output

PATENT-ASSIGNEE: MATSUSHITA DENKI SANGYO KK[MATU]

PRIORITY-DATA: 1994JP-0191400 (August 15, 1994)

PATENT-FAMILY:

PUB-NO	PUB-DATE	LANGUAGE	PAGES	MAIN-IPC
JP 08066099 A	March 8, 1996	N/A	013	H02P 021/00
JP 3161237 B2	April 25, 2001	N/A	013	H02P 021/00

APPLICATION-DATA:

PUB-NO	APPL-DESCRIPTOR	APPL-NO	APPL-DATE
JP 08066099A	N/A	1994JP-0191400	August 15, 1994
JP 3161237B2	N/A	1994JP-0191400	August 15, 1994
JP 3161237B2	Previous Publ.	JP 8066099	N/A

INT-CL (IPC): H02P021/00

ABSTRACTED-PUB-NO: JP 08066099A

BASIC-ABSTRACT:

The controller commands the torque current component of a primary AC current group as an exciting current is supplied to a three-phase induction motor (100) stator. It changes the AC current group size and phase, and controls the motor rotational speed. Current detectors (116,118a-118c) measure each primary AC current group. A DQ-axis current converter converts the two-phase AC current into a Q-axis primary current with a phase difference of 90 deg. in the D-axis direction. A sec. flux estimator (124) estimates the D-axis and the Q-axis sec. flux by the motor rotor side.

A first and second presumed speed numerator is computed from a constant peculiar to the D-axis and Q-axis sec. flux respectively. A first (126) and second (128) speed estimator divides the first and second presumed speed numerator by the Q-axis and D-axis sec. flux respectively, and estimates the motor rotational speed. Presumed speed switches (130) emit the output of the

first and second speed estimators as the motor rotational speed. The motor command speed and the presumed speed switches output are measured to change the torque current component size.

ADVANTAGE - Provides sufficient rotational speed control accuracy.

CHOSEN-DRAWING: Dwg. 1/9

TITLE-TERMS: INDUCTION MOTOR CONTROL ROTATING SPEED CONTROL CHANGE PHASE

PRIMARY AC CURRENT GROUP BASED SIZE TORQUE CURRENT COMPONENT
EXCITATION CURRENT COMPONENT SPEED SWITCH OUTPUT

DERWENT-CLASS: X13

EPI-CODES: X13-F03B1C;

SECONDARY-ACC-NO:

Non-CPI Secondary Accession Numbers: N1996-163812